

커플드 인덕터를 활용하여 출력 전류 리플을 저감하는 LLC 공진형 컨버터에 관한 연구

이용철¹, 강민혁¹, 강찬호¹, 홍성수[†]

A Study on LLC Resonant Converter Employing Coupled Inductor to Reduce Output Current Ripple

Yong-Chul Lee¹, Min-Hyuck Kang¹, Chan-Ho Kang¹, and Sung-Soo Hong[†]

Abstract

In this paper, an LLC resonant converter employing two coupled inductors on the secondary side of the converter is proposed. The conventional LLC converter exhibits serious power loss during secondary winding of the transformer because of generation of tremendous output current ripples. To overcome this problem, an LLC resonant converter with a current doubler as a rectifying circuit was recently proposed. However, the current-doubler rectifying circuit requires coupled inductors with a high coupling ratio to retain the designed resonance characteristics. Therefore, an additional hardware filter is required at the output stage to address large output current ripples. Additional design procedures are also necessary because the inductance component of the added filter affects the designed resonant network. To solve this issue, an LLC resonant converter employing two coupled inductors is proposed in this paper. Mathematical analysis shows that the proposed secondary-side current-doubler circuit does not affect the designed resonance characteristics. The operating principles and theoretical analyses are proven through a simulation and experiments with a 54 V/28 A prototype.

Key words: LLC Resonant converter, Low output current ripple, Current doubler circuit, Coupled inductor, High coupling ratio

1. 서 론

최근에는 전자/통신 분야에서 안정된 전원 공급과 에너지 효율에 대한 관심이 고조됨에 따라 전력 변환장치의 고 효율화, 소형 경량화 등이 주요 관심사항이 되고 있다. 이에 따라서 앞으로 개발되는 시스템은 높은 스위칭 주파수에서도 불구하고 높은 효율을 얻을 수 있어야 한다. 이러한 사실로 2kW급 중용량 전원 시스템에서는 일반적으로 LLC 공진형 컨버터가 많이 사용되고 있다.

LLC 공진형 컨버터는 1, 2차 측의 소프트 스위칭 동작 특성을 지니며, 구조가 단순하고 공진으로 에너지를 전달하므로 EMI 노이즈에 강인한 특성을 지닌다^{[1]-[3]}. 하지만 기존 센터-탭 방식의 LLC 공진형 컨버터를 이용한 전원 시스템은 공진으로 전기에너지를 전달하므로 충전 전류 리플이 필연적으로 발생하게 되며, 변압기의 도통 손실을 유발하고 출력 커패시터 및 추가적인 하드웨어 필터 용량이 증대되는 문제가 존재한다^[4].

이러한 문제를 해결하기 위하여, 최근에는 입력 전압이 높고 출력 전압이 낮은 경우, 변압기의 높은 턴 비 문제로 인한 2차 측 도통손실을 완화하기 위하여 2차 측에 배-전류(Current-Doubler) 정류 회로가 사용되었다. 그러나 추가된 인덕턴스 성분으로 인하여 설계된 공진 특성이 변화하게 되므로 일반적인 방식의 배-전류 정류회로를 LLC 컨버터에 사용하는 것이 어렵기 때문에, 결합된 인덕터(Coupled-Inductor)를 이용한 배 전류 정류 회로가 적용되었다^{[5]-[7]}. 그러나 결합된 인덕터의

Paper number: TKPE-2018-23-3-8

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: hongss@kookmin.ac.kr, Dept. of Secured Smart Electric Vehicle Engineering, Kookmin University

Tel: +82-2-910-5071 Fax: +82-2-910-4449

¹ R&D Center EGTRONICS

Manuscript received Mar. 9, 2018; revised Mar. 28, 2018; accepted Apr. 3, 2018

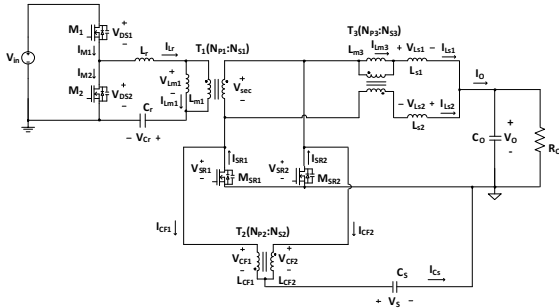


Fig. 1. The LLC resonant converter employing two coupled inductors.

누설 인덕턴스 성분으로 인한 2차 측 정류 다이오드의 높은 공진 피크 전압 및 설계된 1차 측 공진 주파수에 미치는 영향은 여전히 존재한다. 또한 출력 단의 높은 맥동 전류로 인해 출력 커패시터 및 하드웨어 필터 용량이 증대되는 문제점을 가지고 있다.

따라서 본 논문에서는 하나의 변압기와 두 개의 커플드 인덕터를 사용하여 출력 전류 리플을 저감시키는 방법을 제안한다. 따라서 제안회로는 공진형 컨버터임에도 불구하고 전류 리플 저감을 위한 추가적인 하드웨어 필터 용량을 저감시킬 수 있는 장점이 있다. 또한 결합율이 높은 커플드 인덕터를 활용하므로 기존 LLC 컨버터와 동일한 공진특성을 지닐 수 있으며, 이로 인해 1차 측과 2차 측의 소프트 스위칭 특성을 유지할 수 있다. 제안된 회로의 우수성을 검증하기 위하여 동작 원리 및 수학적 해석, 설계 절차를 제시하였으며, 최종적으로 모의실험 및 시제품 제작을 통해 타당성을 검증한다.

2. 동작 원리

2.1 동작 원리

그림 1은 2개의 커플드 인덕터를 활용하여 2차 측에 배 전류 정류방식이 적용된 LLC 공진형 컨버터에 관한 회로를 나타낸 것이다. 결합율이 높은 커플드 인덕터 T2를 사용하여 공진 전류의 DC 성분과 AC 성분을 분리할 수 있으며, 출력 단으로 흐르는 전류는 리플이 서로 상쇄되어 출력 전류 리플을 저감시킬 수 있다. 또한 분리된 AC 전류는 결합율이 높은 커플드 인덕터 T2를 통해 흐르기 때문에 배 전류 방식에 적용된 커플드 인덕터 T3의 영향을 받지 않는다. 그러므로 커플드 인덕터 T3의 누설 인덕턴스가 1차 측 공진전류에 영향을 미치지 않게 되며, 기존의 LLC 공진형 컨버터와 동일한 동작을 구현할 수 있다. 뿐만 아니라 배 전류 정류 방식이 적용되어 변압기 2차 측에는 $I_o/2$ 의 실효전류가 흐르므로 기존 LLC 컨버터의 변압기 2차 측 실효전류 $\pi I_o/4$ 와 비교하여 $2/\pi$ 배의 실효전류가 감소되기 때문에 변압기 2차 측 도통손실을 저감시킬 수 있다. 또한 제안된 회로는 공진 인덕터 L_r 를 제거하고 변압기 T1의 누설

인덕턴스를 공진 인덕턴스로 이용하여 크기와 무게를 줄이고 전력밀도를 향상시키기 위해 변압기 T1은 1차와 2차의 구역을 구분하여 권선을 감았다. 그리고 변압기의 제작 및 설계의 편의를 위해 배 전류 정류회로에 사용된 커플드 인덕터 T3의 자화 인덕턴스를 이용하여 영전압 스위칭이 이루어지며, 변압기 T1의 공극은 없다.

2.2 동작 모드 해석

제안된 회로는 영역 1의 동작에서 4가지 모드로 나눌 수 있다. 주요동작 파형은 그림 3에 나타내었으며, 그림 2는 모드 별 동작을 나타낸다. 한 주기의 동작은 4개의 다른 모드로 나눌 수 있으며, 한 주기 안에 반주기 동안의 동작이 대칭적으로 나타난다. 따라서 반주기 동안의 동작 모드만 해석을 한다.

Mode 1($t_0 \sim t_1$): 이 구간에서 공진 전류의 AC 성분은 결합율이 높은 커플드 인덕터 T2를 통해 흐른다. 배 전류 정류 회로에 적용된 커플드 인덕터 T3의 1차 측과 2차 측에는 출력 전압이 인가되며, 주 스위치의 시비율이 50:50이기 때문에 부하로 흐르는 전류 리플은 0으로 상쇄된다. 또한 커플드 인덕터 T2와 T3에 흐르는 1차 측과 2차 측 전류는 패러데이 법칙(Faraday's law)과 렌츠의 법칙(Lenz's law)에 의해 크기와 방향이 서로 같은 전류가 흐르므로 주 변압기 T1의 2차 측 실효전류는 $I_o/2$ 가 되어 기존 센터-탭 정류 방식에 비해 도통손실을 저감시킬 수 있다. 모드 1 구간에서 각 부 주요 소자에 흐르는 주요 전류는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_0)\cos\omega_{r1}(t-t_0) + \frac{V_{in} - V_{cr}(t_0) - 2V_o(N_{P1}/N_{S1})}{Z_{r1}}\sin\omega_{r1}(t-t_0) \quad (1)$$

$$I_{CF1}(t) = I_{CF2}(t) = I_{sec}(t) \times \frac{j\omega L_{s1}}{j\omega L_{s1} + j\omega L_{CF2}} \quad (2)$$

$$I_{Ls1}(t) = I_{Ls1}(t_0) + \frac{L_{s1}}{L_{m3} + L_{s1}} V_o(t-t_0) \quad (3)$$

$$I_{Ls2}(t) = I_{Ls2}(t_0) - \frac{L_{s2}}{L_{m3} + L_{s2}} V_o(t-t_0) \quad (4)$$

$$I_{Lm3}(t) = \frac{V_o \times \frac{L_{m3}}{L_{m3} + L_{s1}}}{L_{m3}}(t-t_0) \quad (5)$$

$$I_{Lm3,pr}(t) = \frac{N_{S1}}{N_{P1}} \times \frac{V_o \times \frac{L_{m3}}{L_{m3} + L_{s1}}}{2L_{m3}}(t-t_0) \quad (6)$$

$$\text{Where, } \omega_{r1} = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad z_{r1} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

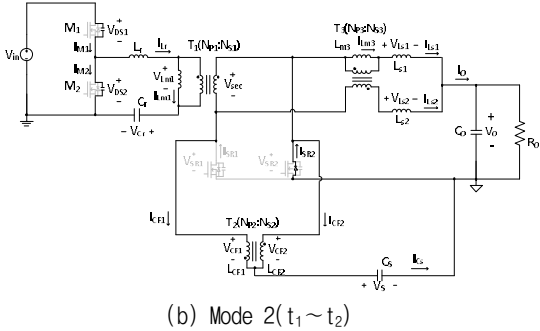
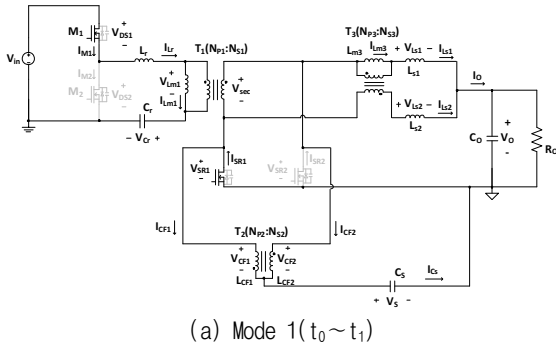


Fig. 2. Operation characteristic of proposed LLC converter.

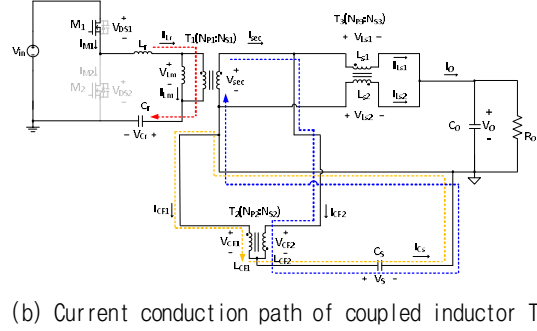
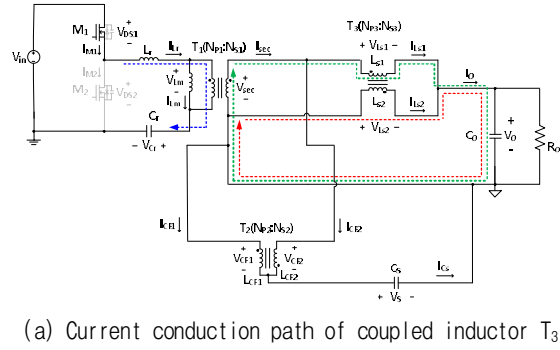


Fig. 4. Operation of coupled inductors on the secondary side.

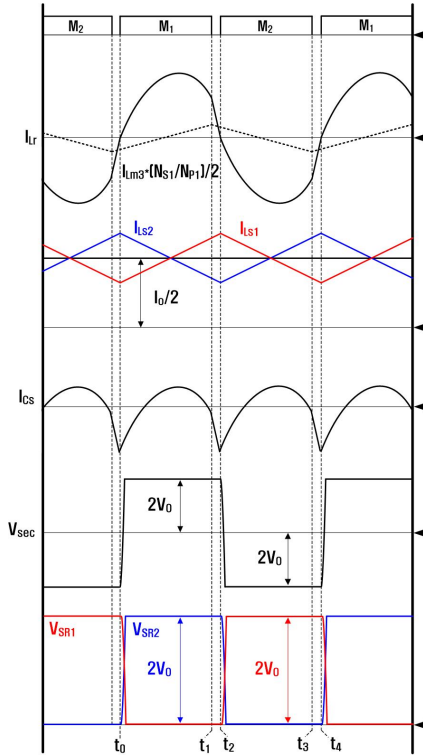


Fig. 3. Operational key waveforms of the LLC resonant converter employing two coupled inductors.

Mode 2 ($t_1 \sim t_2$): t_1 시점에서 주 스위치 M_1 이 턴-오프가 되며, 모드 2가 시작된다. 이 구간은 테드 타임 구간으로 t_1 시점의 변압기 1차 측 전류 $I_{cr}(t_1)$ 는 주 스위치 M_1 과 M_2 의 기생 출력 커패시터로 흐르게 되며 동시에 충·방전이 이루어지게 된다.

2.2 제안된 회로 특성 및 수식화 해석

일반적으로 결합된 인덕터(Coupled-Inductor)가 활용된 배 전류 정류회로는 누설 인덕턴스가 출력 인덕터 기능을 하게되며, 출력단에서 커플드 인덕터의 1, 2차 측 전류가 서로 더해지므로 전류 리플은 서로 상쇄된다. 그러나 2차 측에 유도성 부하가 사용되는 경우, 설계된 공진 주파수에 영향을 미치게 되어 공진 탱크 설계에 어려움을 초래한다. 따라서 제안된 회로는 2차 측에 그림 1과 같이 결합율이 높은 커플드 인덕터 T_2 가 사용되었다. 이로 인해 공진 전류의 DC성분과 AC성분을 분리할 수 있으며, 출력 단으로 흐르는 전류는 리플이 서로 상쇄되어 출력 전류 리플을 저감시킬 수 있다. 또한 기존 LLC 컨버터의 공진특성을 유지하므로 1, 2차 측 소프트 스위칭 특성이 유지되며, 공진 탱크의 설계절차가 간편해지는 장점이 있다. 제안된 회로의 2차 측 동작에 대한 수학적 해석은 아래와 같다. 결합된 인덕터 T_2 의 1차 측 L_{CF1} 의 전압을 V_{CF1} , 2차 측 L_{CF2} 의 전압을 V_{CF2} 라 할 때 각각의 전압 식은 식 (7), 식 (8)과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{CF1} = L_{CF1} \frac{dI_{CF1}}{dt} - M \frac{dI_{CF2}}{dt} \quad (7)$$

$$V_{CF2} = L_{CF2} \frac{dI_{CF2}}{dt} - M \frac{dI_{CF1}}{dt} \quad (8)$$

키르히호프의 전압 법칙을 사용하여 변압기 2차 측 전압 V_{sec} , 커플드 인덕터 2차 측 전압 V_{CF2} , 커패시터 C_s 의 전압 V_s 에 대한 관계식으로 표현하면 식 (10)과 같다.

$$-V_{sec} + V_{CF2} + V_s = 0 \quad (9)$$

$$V_{sec} = V_{CF2} + V_s \quad (10)$$

앞에서 구한 식 (8)을 식 (10)에 대입하여 계산하게 되면 아래의 식 (11)과 같다.

$$V_{sec} = L_{CF2} \frac{dI_{CF2}}{dt} - M \frac{dI_{CF1}}{dt} + V_s \quad (11)$$

여기에서, 식 (7)은 식 (12)로 다시 정리할 수 있다.

$$\frac{dI_{CF1}}{dt} = \frac{V_{CF1}}{L_{CF1}} + \frac{M}{L_{CF1}} \frac{dI_{CF2}}{dt} \quad (12)$$

식 (12)를 식 (11)에 대입하면 식 (13)과 같다.

$$V_{sec} = (L_{CF2} - \frac{M^2}{L_{CF1}}) \frac{dI_{CF2}}{dt} - \frac{M}{L_{CF1}} V_{CF1} + V_s \quad (13)$$

여기서 결합된 인덕터의 턴 수가 동일하고 구조적으로 대칭으로 만들었을 때, L_{CF1} 과 L_{CF2} 는 L_{CF} 라고 가정할 수 있다.

$$V_{sec} = L_{CF}(1 - \frac{M^2}{L_{CF}^2}) \frac{dI_{CF2}}{dt} - \frac{M}{L_{CF}} V_{CF1} + V_s \quad (14)$$

또한 상호 인덕턴스의 결합계수는 식 (15)와 같이 정의할 수 있으며, 키르히호프의 전압법칙을 이용하여 커플드 인덕터 T_2 의 1차 측 전압 V_{CF1} 과 커패시터 C_S 의 전압 V_S 에 대한 관계식으로 표현하면 식 (16)과 같다.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_{CF1}L_{CF2}}} = \frac{M}{\sqrt{L_{CF}^2}} = \frac{M}{L_{CF}} \quad (15)$$

$$V_{CF1} = -V_s \quad (16)$$

이를 식 (14)에 대입하면 최종적으로 변압기 2차 측에 인가되는 전압은 식 (17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{sec} = L_{CF}(1 - k^2) \frac{dI_{CF2}}{dt} + V_s(1 + k) \quad (17)$$

또한 키르히호프의 전압법칙을 이용하여 커플드 인덕터 1차 측 전압 V_{Ls1} 과 출력 전압 V_o , 커패시터 C_S 의 전압 V_s , 커플드 인덕터 T_2 의 2차 측 전압 V_{CF2} 에 대한 관계식으로 표현하면 식 (18)과 같다.

$$V_{Ls1} + V_o - V_s - V_{CF2} = 0 \quad (18)$$

$$V_s = V_{Ls1} + V_o - V_{CF2} \quad (19)$$

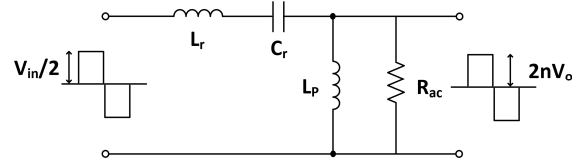


Fig. 5. AC equivalent circuit of the proposed circuit.

이때, 커플드 인덕터 T_3 의 2차 측 L_{s2} 는 출력전압과 병렬로 연결되어 있으므로 1차 측 L_{s1} 의 평균 전압 $\langle V_{Ls1} \rangle$ 은 턴 비($N_{P3}:N_{S3}$)가 1:1이고 주 스위치 M_1, M_2 의 시 비율이 50:50이므로 Volt-Second balance에 의해 출력 전압 V_o 가 인가된다. 또한 커플드 인덕터 T_2 의 턴 비가 1:1이므로 1차 측과 2차 측에 인가되는 전압 V_{CF1} 과 V_{CF2} 는 다음과 같은 관계가 성립된다.

$$V_{CF2} = -V_{CF1} \quad (20)$$

위 식 (16), 식 (19), 식 (20)을 연립하여 커패시터 C_S 의 평균 전압을 구하면 아래와 같다.

$$\langle V_s \rangle = V_o \quad (21)$$

최종적으로, 식 (21)를 식 (17)에 대입하면 변압기 T_1 의 2차 측 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{sec} = L_{CF}(1 - k^2) \frac{dI_{CF2}}{dt} + V_o(1 + k) \quad (22)$$

여기에서 커플드 인덕터 T_2 가 완전 결합된 상태에서 누설 인덕턴스의 영향이 없어지기 때문에 1차 측 공진 파형에 영향을 미치지 않게 되며, 변압기 T_1 의 2차 측 전압은 식 (23)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{sec} = 2V_o \quad (23)$$

그러나 실제의 경우 누설 인덕턴스는 존재하게 되며 k 가 1보다 작게 된다. 이때는 $L_{CF}(1 - k^2) \frac{dI_{CF2}}{dt}$ 항이 남아있게 되어 설계된 공진 주파수에 영향을 미치게 된다. 따라서 공진 탱크 설계에 어려움을 초래하며, 이러한 이유 때문에 결합율이 높은 커플드 인덕터 설계가 요구된다. 또한 그림 4는 Mode 1 구간에서 T_2, T_3 에 흐르는 전류 도통경로를 나타낸다. 공진 전류의 AC 성분은 T_2, T_3 의 임피던스 비에 따라 흐르게 되며, T_2 를 통해 흐르는 전류 I_{CF2} 는 $I_{sec} \times \frac{j\omega L_{s1}}{j\omega L_{s1} + j\omega L_{CF2}}$ 로 표현할 수 있다. 따라서 L_{CF2} 가 0인 경우 공진 전류는 T_2 를 통해 흐르는 것을 알 수 있다. 그리고 I_{Ls1} 과 I_{Ls2} 는 각각 부하전류의 절반이 흐르며, 일정한 기울기로 상승 및 하강하게 된다. 여기서 T_3 의 턴 수가 동일하고 구조적으로 대칭일

경우 L_{s1} 과 L_{s2} 는 서로 같기 때문에 출력 전류 리플이 서로 상쇄되어 출력단의 필터를 간소화 시킬 수 있는 장점이 있다.

3. 설계 예시

3.1 커플드 인덕터 T_3 설계 예시

$$L_P = \frac{L_{m1} \times (L_{m3} + L_{s1}) n^2}{L_{m1} + (L_{m3} + L_{s1}) n^2}, \quad n = \frac{N_P}{N_S} \quad (24)$$

그림 5는 제안 회로의 교류 등가회로를 나타낸다. 제작 및 설계의 편의를 위해 T_1 은 공극을 넣지 않았기 때문에 영역 2의 동작에서 변압기 T_3 의 자화 인덕턴스만으로 주 스위치 M_1 , M_2 의 영 전압 스위칭이 이루어진다. 따라서 자화 인덕턴스와 누설 인덕턴스 비율이 영 전압 스위칭 및 전류 리플 율에 영향을 미치므로 중요한 설계 요소이다. 자화 인덕턴스 값이 크다면 누설 인덕턴스의 전류 리플 율이 작아지기 때문에 코어 손실 및 도통 손실을 줄일 수 있지만 영 전압 스위칭 조건을 만족시키기 어려운 단점이 있다. 반면에 자화 인덕턴스 값이 작을 경우에 누설 인덕턴스의 전류 리플 율은 증가되지만 영 전압 스위칭 조건을 만족시키는데 쉬운 장점이 있다. 따라서 자화 인덕턴스는 영 전압 스위칭 조건을 만족시키는 조건하에서 크게 설계되어야 하며, 아래와 같은 조건이 만족 되어야 한다.

$$t_{dead} \geq \frac{2V_{IN} \times C_{oss}}{\min\{|I_{Lm3, pri}(t_1)|, |I_{Lm3, pri}(t_3)|\}} \quad (25)$$

설계의 편의를 위해 자화 인덕턴스 전류는 일정한 기울기를 가지고 선형적으로 증가하거나 감소한다고 가정한다. 따라서 t_1 과 t_3 시점에서 1차 측으로 환류되는 자화 인덕턴스 전류는 식 (26)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\min\{|I_{Lm3, pri}(t_1)|, |I_{Lm3, pri}(t_3)|\} = \frac{DT_s N_{s1}}{2N_{P1}} \times \frac{V_o \times \frac{L_{m3}}{L_{m3} + L_{s1}}}{2L_{m3}} \quad (26)$$

식 (25)와 식 (26)을 연립하면 다음과 같이 자화 인덕턴스 L_{m3} 와 누설 인덕턴스 L_{s1} 의 관계로 정리할 수 있다.

$$L_{m3} + L_{s1} \leq \frac{t_{dead} \times V_o DT_s}{8n \times V_{IN} \times C_{oss}} \quad (27)$$

또한 누설 인덕턴스 L_{s1} 의 전류리플 율을 고려하여 설계할 경우에 아래와 같이 누설 인덕턴스와 관련된 식으로 정리할 수 있다.

$$L_{s1} > \frac{2V_o \times D}{r \times I_o \times f_{sw \min}} - L_{m3} \quad (28)$$

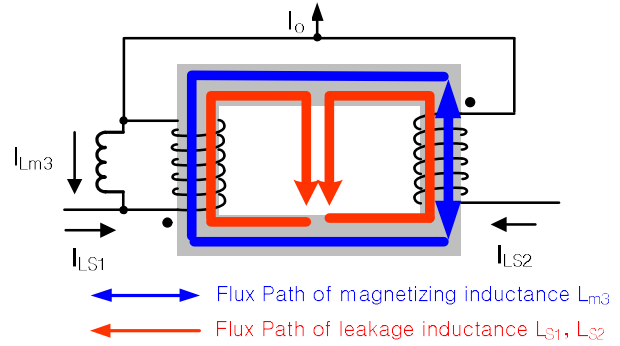


Fig. 6. The leakage and magnetizing inductance magnetic flux path of the coupled inductor T_3 .

이 논문에서 전류 리플 율은 40%로 정하였으며, 식 (27)과 식 (28)의 두 가지 조건을 만족하는 자화 인덕턴스와 누설 인덕턴스가 사용되었다. 또한 커플드 인덕터는 그림 6과 같이 자화 인덕턴스 L_{m3} 에 의한 자속과 누설 인덕턴스 L_{s1} , L_{s2} 에 의한 자속이 보장 및 상쇄가 이루어진다. 따라서 자화 인덕턴스에 흐르는 전류 I_{Lm3} 가 양의 방향일 때 누설 인덕턴스 L_{s1} 에 의한 자속은 보강이 되고 누설 인덕턴스 L_{s2} 에 의한 자속은 상쇄가 된다. 따라서 권선 수 N_P 는 Voltage Independent 관계식을 통해 다음과 같이 계산 할 수 있다.

$$N_P = \frac{L_{m3} I_{Lm3, \max} + L_{s1} I_{Ls1}}{B_{\max} \times (A_e/2)} \quad (29)$$

3.2 커플드 인덕터 T_2 설계 예시

커플드 인덕터 T_2 설계 시에는 1, 2차 측간의 높은 결합 율로 인해 낮은 누설 인덕턴스 값이 되도록 설계하여야 한다. 또한 높은 전력밀도를 만족하여야 하므로 코어는 Planar Core PEI 3210S를 사용하였으며, 권선은 누설 인덕턴스를 줄이기 위해 PCB Pattern을 이용하여 Bifilar 권선 방법을 적용하였다. 권선 수 N_P 는 자속과 자화 인덕턴스의 관계를 통해 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$N_P = \frac{L_m I_{\max}}{B_{\max} A_e} \quad (30)$$

또한 하나의 층에 여러 패턴을 사용하는 경우, 패턴과 패턴 사이에 발생하는 기생 커패시턴스에 의해 제작된 변압기의 특성 임피던스 곡선이 낮은 주파수 대역에서 발생하는 것을 방지하기 위하여 하나의 층에 하나의 패턴만을 사용하였다. 이와 더불어 커패시터 C_S 의 경우 커플드 인덕터 T_2 와의 거리를 최소한으로 줄이기 위해 하나의 층에 커패시터만이 배치된 PCB가 적용되었다. 그림 7과 같이 커패시터 C_S 와 커플드 인덕터의 1차 측과 2차 측은 Via Hole을 통해 하나로 연결된다. 그림 7은 최종 제작된 커플드 인덕터를 나타낸다.

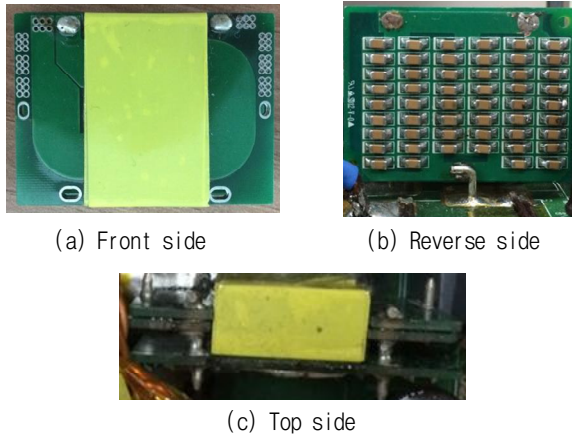


Fig. 7. Manufactured coupled inductor T_2 .

3.3 커패시터 C_S 설계 예시

C_S 선정 시에는 RMS 전류와 리플 전압 정보를 활용하여 설계한다. 이는 RMS 전류와 리플 전압이 소자의 수명과 시스템의 신뢰성을 결정하기 때문이다. 해석의 편의를 위해 스위칭 주파수와 공진 주파수는 동일하다고 가정하며, 전파 정류 조건에서 RMS 전류는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_{C_{rms}} = I_o \times \sqrt{\left(\frac{\pi^2}{8} - 1\right)} \quad (31)$$

또한 원하는 출력 전압 리플을 보장하는 커패시턴스에 대한 식을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$C_S \cong \frac{0.105 \times I_o T_s}{\Delta V_{ripple} - R_{ESR} \times \frac{\pi}{2} I_o} \quad (32)$$

최종적으로 식 (31)과 식 (32)를 통해 계산된 값 중 큰 값을 선정해야하기 때문에 실효전류에 의해 계산된 커패시턴스로 선정하였으며, 전력밀도를 위해 1uF/100V 적층 세라믹 커패시터 20개가 선정되었다.

4. 모의실험

제안된 LLC 컨버터의 모의실험을 위한 회로도도 그림 1과 같으며, 모의실험 조건은 표 1과 같다. 정격 최대 부하 시 정상상태에서 모의실험 결과를 나타내고 있다. 그림 8은 기존 센터-탭 방식의 LLC 컨버터 1차 측 공진 전류 I_{Lr} 및 자화 인덕턴스 전류 I_{Lm} 를 나타내고 있으며, 그림 9는 제안된 회로의 1차 측 공진 전류 및 1차 측으로 환류되는 커플드 인덕터 T_3 의 자화전류를 나타낸 파형이다. 그림을 통해 알 수 있듯이, 제안된 기술이 적용된 LLC 컨버터 역시 기존 센터-탭 방식이 적용된 LLC 컨버터와 유사한 공진 특성이 나타나는 것을 알 수 있다. 그림 10은 커플드 인덕터 T_2 , T_3 의 1차 측과 2차

TABLE I
SIMULATION PARAMETER OF PROPOSED CIRCUIT

V_{IN}	420V	L_m of T_2	480uH
V_o	54V	L_k of T_2	75nH
$P_{o(max)}$	1.5kW	L_m of T_3	11uH
L_m of T_1	1.14mH	L_k of T_3	5.1uH
L_k of T_1	16uH	L_r	4uH
$N_{P1}:N_{S1}$	14:8	C_r	112nF
C_S	52uF	C_o	4.7uF

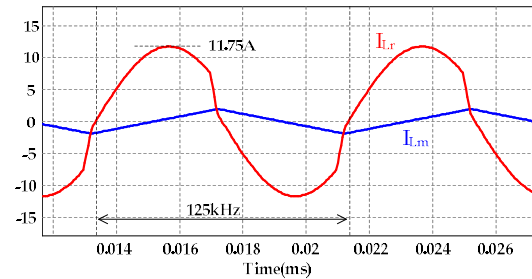


Fig. 8. Waveforms of the conventional LLC converter.

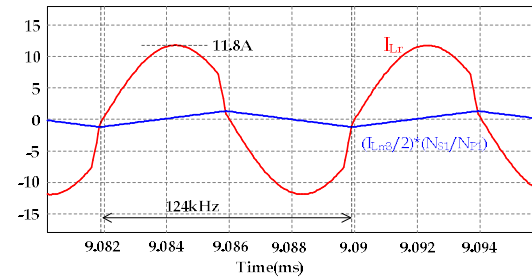


Fig. 9. Waveforms of the proposed LLC converter.

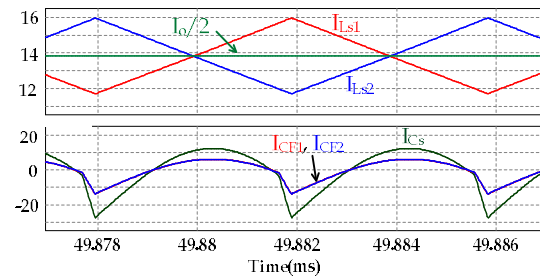
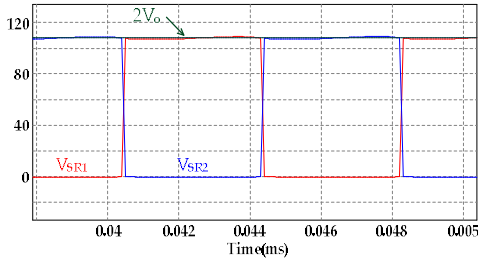
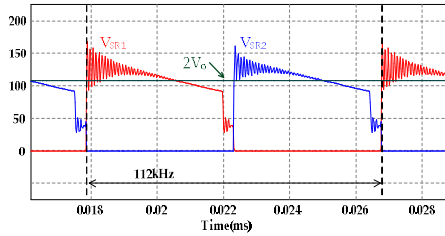


Fig. 10. Waveforms of the coupled inductor T_2 , T_3 .

측 전류를 나타내고 있다. 그림을 통해 알 수 있듯이, 정류된 공진 전류의 AC 성분은 결합율이 높은 커플드 인덕터 T_2 를 통해 흐르게 되며 DC 성분은 커플드 인덕터 T_3 를 통해 흐르는 것을 알 수 있다. 또한 나누어진 공진 전류의 AC와 DC 성분은 커플드 인덕터 T_2 , T_3 의 1차 측과 2차 측에 각각 절반씩 흐르는 것을 알 수 있다. 그림 11(a)는 결합된 인덕터 T_2 의 누설 인덕턴스가 없는 경우에서 2차 측 동기 정류 스위치 $SR1$, $SR2$ 의 양단 전압파형을 나타낸다. 그림을 통해 알 수 있듯이,



(a) Without leakage inductance of the coupled inductor T_2



(b) With leakage inductance of the coupled inductor T_2

Fig. 11. Waveforms of the secondary side synchronous rectifier switches.

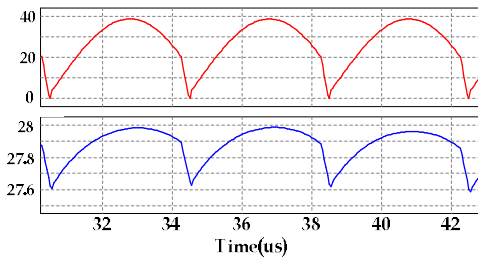


Fig. 12. Output current comparison waveform of conventional circuit and proposed circuit.

양단전압은 커패시터 C_S 에 인가되는 출력 전압과 커플드 인덕터 T_2 에 인가되는 출력 전압이 더해져서 두 배의 출력전압이 나타나게 된다. 그림 11(b)는 결합된 인덕터 T_2 의 누설 인덕턴스가 1uH인 경우에서 2차 측 정류 스위치 SR1, SR2의 양단 전압파형을 나타낸다. 그림을 통해 알 수 있듯이, 양단 전압은 누설 인덕턴스와 정류 스위치의 기생 출력 커패시턴스가 서로 공진하는 형태를 띠게 된다. 이는 누설 인덕턴스가 1차 측 공진에 기여하게 되며, 스위칭 주파수 또한 누설 인덕턴스가 없는 이상적인 경우와 비교하여 낮아지게 된 것을 확인할 수 있다. 그림 12는 기준회로와 제안 회로의 출력 전류 비교 파형이다. 센터-탭 구조의 경우 공진 전류가 부하로 흐르기 때문에 약 40A 정도의 큰 전류 리플이 나타나게 된다. 반면 제안회로의 경우, 전류 리플 상쇄효과로 인하여 약 0.4A 정도의 적은 전류 리플이 나타난다.

5. 실험 결과

제안된 회로의 타당성을 입증하기 위하여 1.5kW급 시제품을 제작하였다. 실험에 사용된 설계사양 및 소자

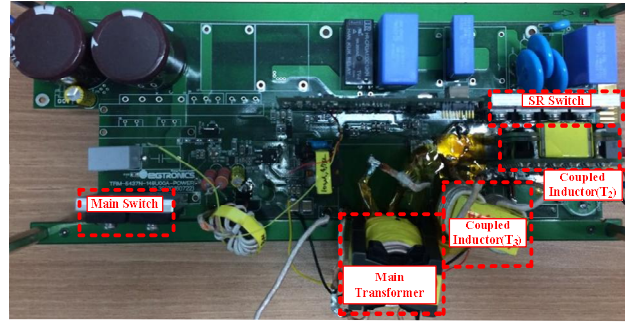


Fig. 13. Photograph of the prototype.

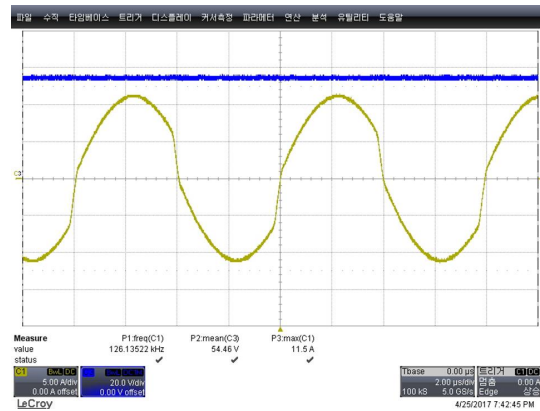


Fig. 14. Waveforms of resonant current I_{Lr} and output voltage V_o .

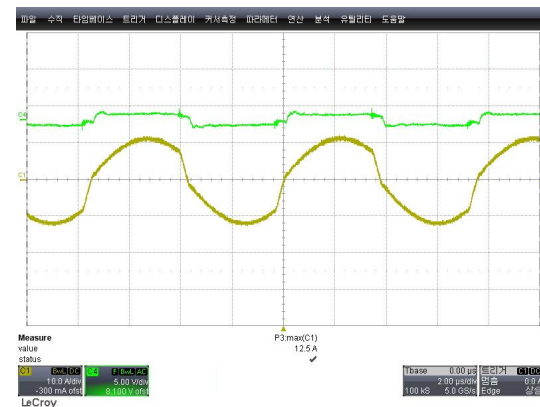


Fig. 15. Waveform of output capacitor ripple voltage.

파라미터는 상기 모의실험조건과 동일하다. 실험의 부하 전류는 100% 정격 부하로 설정하여 실험하였다. 그림 13은 설계된 소자로 구성된 제안회로의 조감도를 보이고 있다. 그림 14는 제안회로의 1차 측 공진 전류 및 출력 전압 파형을 나타낸다. 실험 파형을 통해 알 수 있듯이 제안회로의 1차 측 공진 전류 파형은 그림 9의 모드 해석 결과와 유사하게 나타나는 것을 알 수 있다. 이는 2차 측에 배 전류 정류회로의 구조를 적용하여도 결합율이 높은 커플드 인덕터 T_2 를 적용하게 될 경우 설계된 1차 측 공진 네트워크에 영향을 미치지 않는다는 것을 확인할 수 있다. 그림 15는 출력 필터가 적용되지 않은

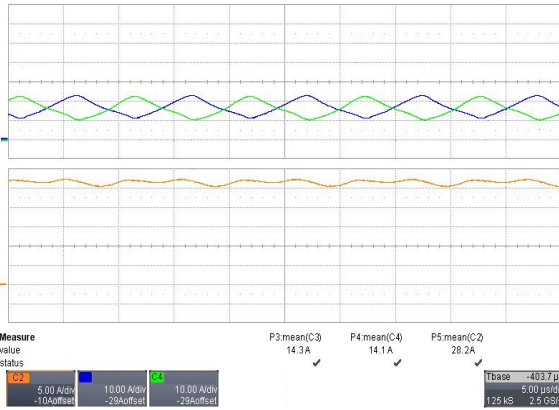


Fig. 16. Waveforms of the coupled inductor T_3 and output current.

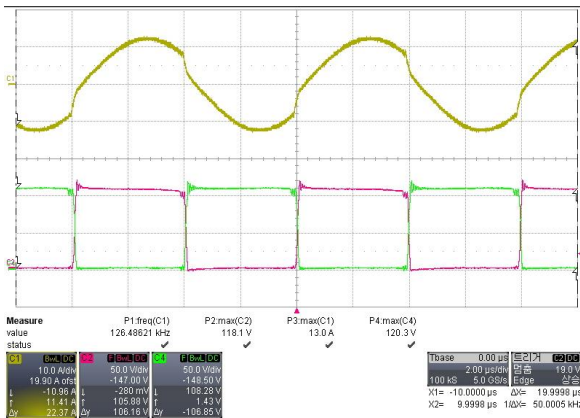


Fig. 17. Waveforms of the secondary side rectifier switches.

상태에서 출력 커패시터 리플 전압을 나타낸다. 파형을 통해 알 수 있듯이, 출력 리플 전압은 약 2V로 나타나는 것을 알 수 있다. 이는 출력 단으로 DC 성분의 전류가 전달되는 결과이며, 이로 인해 적은 용량의 4.7 μ F를 출력 커패시터로 사용하여도 리플 전압이 크지 않다는 것을 알 수 있다. 그림 16은 커플드 인덕터 T_3 의 1, 2차 측 전류와 출력전류 파형을 나타낸다. 파형을 통해 알 수 있듯이, 결합율이 높은 커플드 인덕터 T_2 를 사용하여 공진 전류의 DC성분과 AC성분이 분리되며, 최종 출력 단에서 전류 리플 상쇄효과로 인하여 기존 센터 탭 방식의 경우, $\pi L_o/2$ 크기의 출력 전류 리플과 비교하여 제안회로의 경우 약 2A 정도의 적은 리플 전류가 흐르는 것을 알 수 있다. 그림 17은 2차 측 정류 스위치 SR1, SR2의 양단 전압파형을 나타낸다. 파형을 통해 확인할 수 있듯이, 결합된 인덕터 T_2 의 누설 인덕턴스와 2차 측 동기 정류 스위치의 기생 출력 커패시턴스사이의 공진파형이 보이긴 하지만 누설 인덕턴스가 낮기 때문에 공진 전압 첨두치가 2배의 출력전압과 비교하여 약 11V정도 더 큰 것을 확인할 수 있다. 그림 18은 제안회로의 효율곡선이다. 600W 부하에서부터 최대 부하까지 96% 이상의 효율이 측정되었으며, 출력 54V, 19A 조건에서 최대 96.72%의 고효율이 측정되었다.

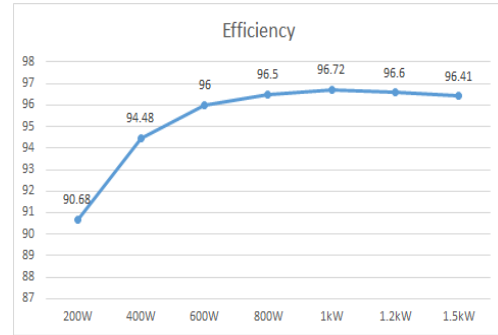


Fig. 18. Efficiency of the proposed converter.

6. 결 론

본 논문에서는 두 개의 커플드 인덕터를 활용하여 배전류 정류회로가 적용된 LLC 컨버터를 제안하였다. 제안된 기술은 배전류 정류 방식을 사용하여 변압기 제작이 용이하며, 출력 전류 리플을 저감시킬 수 있다. 또한 결합율이 높은 커플드 인덕터의 적용으로 기존 LLC 동작을 유지하므로 설계가 간편하며, 그 이유에 대해서 수식적으로 분석하였다. 제안된 기술의 검증을 위해 모의실험 및 시제품을 제작하였으며, 제품의 실현 가능성을 확인할 수 있었다.

본 연구는 (주)이지트로닉스의 연구비 지원을 받아 수행한 과제입니다.

본 연구는 한국연구재단의 BK21사업(SSEV 특화 전문 인력양성 사업단)의 지원을 받아 수행되었음

References

- [1] S. H. Cho, J. K. Yoon, C. W. Roh, S. S. Hong, J. H. Kim, H. B. Lee, and S. K. Han, "High-efficiency & cost-effective multi-output LLC resonant," *Trans. Korean Inst. Power Electron.*, Vol. 13, No. 6, pp. 439-446, Dec. 2008.
- [2] B. Yang, "Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system-chapter 4," Ph.D. dissertation, Elect. Comput. Eng. Dept., Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, USA, 2003.
- [3] F. Musavi, M. Craciun, D. S. Gautam, and W. Eberle, "Control strategies for wide output voltage range LLC resonant DC-DC converters in battery chargers," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 5, pp. 2405-2414, Mar. 2014.
- [4] R. Ren, F. Zhang, Z. Shen, and S. Liu, "The third harmonics current injection scheme for LLC topology to reduce the RMS of the output current," in *Proc. IEEE*

APEC Conference 2015, Mar. 2015.

- [5] J. Y. Shin, H. W. Kim, K. Y. Cho, S. S. Hwang, S. K. Chung, and G. B. Chung, "Analysis of LLC resonant converter with current doubler rectification circuit," in *Proc. 2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, Sep. 2014.
- [6] A. Pietkiewicz and D. Tollik, "Coupled-inductor current-doubler topology in phase-shifted full-bridge DC-DC converter," *20th International Telecommunications Energy Conference*, pp. 41-48, 1998.
- [7] E. Santi and S. Cuk, "Comparison and design of three coupled inductor structures," *Proceeding of IECON 94-20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Vol. 1, 1994.



이용철(李溶哲)

1987년 11월 9일생. 2011년 국민대 전자공학부 졸업. 2017년 동 대학원 보안-스마트 전기자동차학과 졸업(공학). 2016년~현재 이지트로닉스 책임연구원.



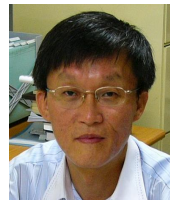
강민혁(姜敏熾)

1991년 5월 16일생. 2013년 강원대 제어계측공학과 졸업. 2014년~2016년 성균관대 전자·전기·컴퓨터공학과 졸업(석사). 현재 이지트로닉스 연구소 연구원.



강찬호(姜燦鎬)

1959년 4월 13일생. 1986년 중앙대 전자공학과 졸업. 1996년 한양대 전기공학과 졸업(석사). 2003년 SOJO대(일) 전력전자공학 졸업(공학). 1988년~1989년 LG정보통신(주) 연구원. 1989년~2008년 (주)동아일렉콤 연구소장. 2008년~현재 (주)이지트로닉스 대표이사.



홍성수(洪成洙)

1961년 1월 25일생. 1984년 서울대 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학). 1984년~1999년 현대전자(주) 정보통신 연구소 책임연구원. 1999년~현재 국민대 전자공학부 교수.